

**SELF-EXCITED DC-DC CONVERTER**

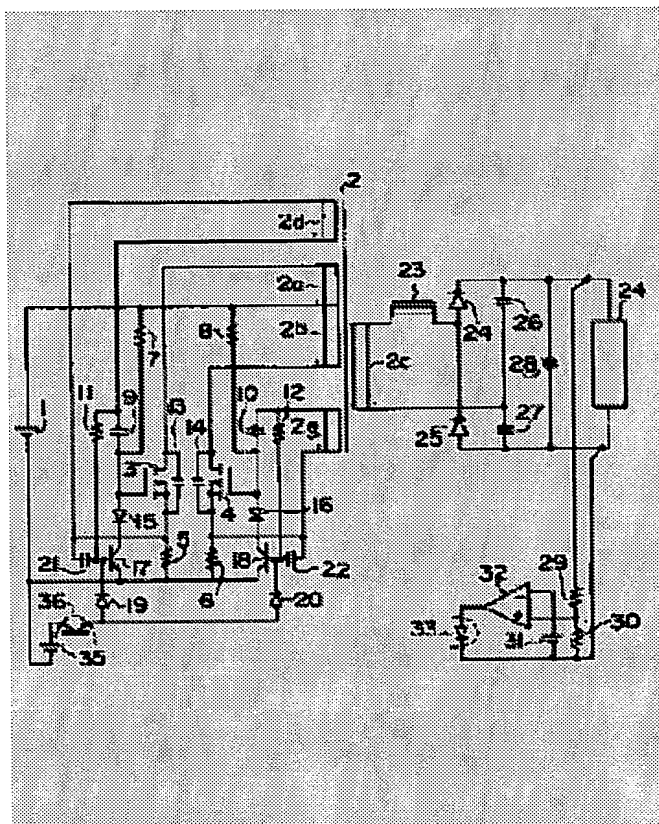
**Patent number:** JP7046840  
**Publication date:** 1995-02-14  
**Inventor:** USUI HIROSHI  
**Applicant:** SANKEN ELECTRIC CO LTD  
**Classification:**  
- international: H02M3/337; H02J1/00; H02M3/335; H02M3/338  
- european:  
**Application number:** JP19930188094 19930729  
**Priority number(s):** JP19930188094 19930729

Report a data error here

**Abstract of JP7046840**

**PURPOSE:** To regulate easily an output voltage of a self-excited DC-DC converter and to make uniform the quantity of current in a plurality of switching elements.

**CONSTITUTION:** The timing of switching over transistors 3 and 4 to f OFF is regulated by controlling the quantity of current for charging capacitors 21 and 22, by an operational amplifier 32 and a photocoupler, corresponding to the level of an output voltage of a rectifying circuit, and therefore an output voltage of a self-excited DC-DC converter can be regulated easily. Since either of transistors 17 and 18 for control through which the current flows more to the transistor 3 or 4 turns ON earlier and either of the transistors 3 and 4 through which the current flows more turns OFF earlier, besides, the quantity of the current in these transistors is made uniform and nonuniformity in the ON time of the two transistors 3 and 4 can be eliminated.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

**BEST AVAILABLE COPY**

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平7-46840

(43)公開日 平成7年(1995)2月14日

(51)Int.Cl. <sup>8</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 M 3/337		C 8726-5H		
H 0 2 J 1/00	3 0 6	F 7509-5G		
H 0 2 M 3/335		E 8726-5H		
3/338		A 8726-5H		

審査請求 未請求 請求項の数4 O L (全 6 頁)

(21)出願番号 特願平5-188094

(22)出願日 平成5年(1993)7月29日

(71)出願人 000106276

サンケン電気株式会社

埼玉県新座市北野3丁目6番3号

(72)発明者 白井 浩

埼玉県新座市北野3丁目6番3号 サンケン電気株式会社内

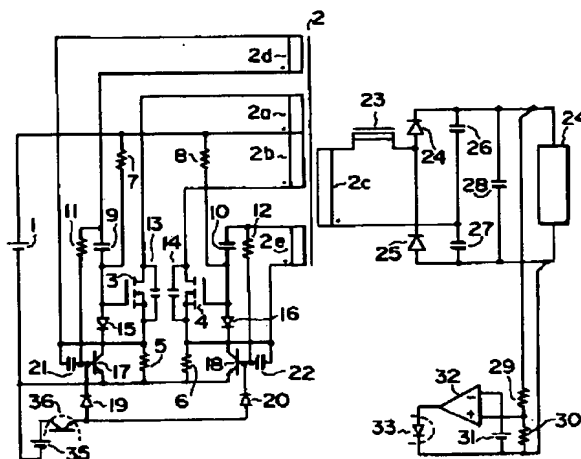
(74)代理人 弁理士 清水 敬一 (外1名)

## (54)【発明の名称】 自励式DC-DCコンバータ

## (57)【要約】

【目的】 自励式DC-DCコンバータの出力電圧を容易に調整し、複数のスイッチング素子を流れる電流の量を均一化する。

【構成】 本発明による自励式DC-DCコンバータでは、整流回路の出力電圧のレベルに対応してオペアンプ32及びフォトカプラによりコンデンサ21、22を充電する電流の量を制御して、トランジスタ3、4をオフに切り替えるタイミングを調整するので、自励式DC-DCコンバータの出力電圧を容易に調整できる。また、トランジスタ3、4に流れる電流の多い方の制御用トランジスタ17及び18の一方が早くオンとなり、電流の多い方のトランジスタ3、4が早くオフするので、これらを流れる電流の量が均一化され、2個のトランジスタ3、4のオン時間のバラツキを解消することができる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 トランスの 1 次巻線に第 1 の方向の直流電圧を印加するように、前記 1 次巻線と直流電源との間に接続された第 1 のスイッチング素子と、

前記トランスの 1 次巻線に第 2 の方向の直流電圧を印加するように、前記 1 次巻線と、直流電源との間に接続された第 2 のスイッチング素子と、 前記トランスの 2 次巻線に接続された整流平滑回路とからなる自励式 DC-DC コンバータにおいて、

前記第 1 のスイッチング素子の制御端子に接続された前記トランスの第 1 の駆動巻線と、

前記第 2 のスイッチング素子の制御端子に接続された前記トランスの第 2 の駆動巻線と、

前記第 1 の駆動巻線に第 1 の抵抗を介して接続された第 1 のコンデンサと、

前記第 2 の駆動巻線に第 2 の抵抗を介して接続された第 2 のコンデンサと、

前記平滑回路の出力電圧のレベルに対応して前記第 1 及び第 2 のコンデンサの充電電流を制御し、

前記第 1 のコンデンサが一定の充電レベルに達したときに前記第 1 のスイッチング素子をオフに切り替え、

前記第 2 のコンデンサが一定の充電レベルに達したときに前記第 2 のスイッチング素子をオフに切り替える制御回路と、

を備えたことを特徴とする自励式 DC-DC コンバータ。

【請求項 2】 前記制御回路は、前記第 1 のスイッチング素子と直列に接続された第 1 の電流検出手段を備え、

前記第 1 の電流検出手段より得られた電圧を前記第 1 のコンデンサの電圧に重畳して得られた値が所定値に達したときに前記第 1 のスイッチング素子をオフに切り替え、

第 2 のスイッチング素子と直列に接続された第 2 の電流検出手段を備え、前記第 2 の電流検出手段より得られた電圧を前記第 2 のコンデンサの電圧に重畳して得られた値が所定値に達したときに前記第 2 のスイッチング素子をオフに切り替える「請求項 1」に記載の自励式 DC-DC コンバータ。

【請求項 3】 トランスの 1 次巻線に第 1 の方向の直流電圧を印加するように、前記 1 次巻線と、直流電源に並列接続された分圧用コンデンサとの間に接続された第 1 のスイッチング素子と、

前記トランスの 1 次巻線に第 2 の方向の直流電圧を印加するように、前記 1 次巻線と前記直流電源に並列接続された分圧用コンデンサとの間に接続された第 2 のスイッチング素子と、

前記トランスの 2 次巻線に接続された整流平滑回路とからなる自励式 DC-DC コンバータにおいて、

前記第 1 のスイッチング素子の制御端子に接続された前記トランスの第 1 の駆動巻線と、

前記第 2 のスイッチング素子の制御端子に接続された前記トランスの第 2 の駆動巻線と、

前記第 1 の駆動巻線に第 1 の抵抗を介して接続された第 1 のコンデンサと、

前記第 2 の駆動巻線に第 2 の抵抗を介して接続された第 2 のコンデンサと、

前記平滑回路の出力電圧のレベルに対応して前記第 1 及び第 2 のコンデンサの充電電流を制御し、

前記第 1 のコンデンサが一定の充電レベルに達したときに前記第 1 のスイッチング素子をオフに切り替え、

前記第 2 のコンデンサが一定の充電レベルに達したときに前記第 2 のスイッチング素子をオフに切り替える制御回路と、

を備えたことを特徴とする自励式 DC-DC コンバータ。

前記第 2 のスイッチング素子の制御端子に接続された前記トランスの第 2 の駆動巻線と、

前記第 1 の駆動巻線に第 1 の抵抗を介して接続された第 1 のコンデンサと、

前記第 2 の駆動巻線に第 2 の抵抗を介して接続された第 2 のコンデンサと、

前記整流平滑回路の出力電圧レベルに対応して前記第 1 のコンデンサの充電電流を制御し、

前記第 1 のコンデンサが一定の充電レベルに達したときに前記第 1 のスイッチング素子をオフに切り替える第 1 の制御回路と、

前記整流平滑回路の出力電圧レベルに対応して前記第 2 のコンデンサの充電電流を制御し、

前記第 2 のコンデンサが一定の充電レベルに達したときに前記第 2 のスイッチング素子をオフに切り替える第 2 の制御回路と、

を備えたことを特徴とする自励式 DC-DC コンバータ。

【請求項 4】 前記第 1 の制御回路は、前記第 1 のスイッチング素子と直列に接続された第 1 の電流検出手段を備え、前記第 1 の電流検出手段より得られた電圧を前記第 1 のコンデンサの電圧に重畳して得られた値が所定値に達したときに前記第 1 のスイッチング素子をオフに切り替え、

第 2 の制御回路は、前記第 2 のスイッチング素子と直列に接続された第 2 の電流検出手段を備え、前記第 2 の電流検出手段より得られた電圧を前記第 2 のコンデンサの電圧に重畳して得られた値が所定値に達したときに前記第 2 のスイッチング素子をオフに切り替える「請求項 3」に記載の自励式 DC-DC コンバータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、スイッチングレギュレータ、特に自励式型 DC-DC コンバータに関するものである。

【0002】

【従来の技術】図 4 に示す従来のプッシュプル型 DC-DC コンバータの動作について説明する。公知の手段により、スイッチング用のトランジスタ 41 がオンすると、可飽和トランス 39 の第 1 の 1 次巻線 39a に直流電源 1 の電圧が印加される。これにより、第 1 の駆動巻線 39e に電圧が発生して、抵抗 43 を通してトランジスタ 41 のベースに制御電流が流れ、トランジスタ 41 はオンに維持される。第 2 の駆動巻線 39f には、第 2 のトランジスタ 42 を逆バイアスさせる方向の電流が誘起し、第 2 のトランジスタ 42 がオフに維持される。第 1 の 2 次巻線 39c には、整流ダイオード 24 をオンさせる方向の電圧が発生して、平滑コンデンサ 28 を通して負荷 34 に電圧が供給される。

【0003】一定時間を経過すると、可飽和トランス 3

9が飽和し、各巻線に発生した電圧は急速に無くなるから、トランジスタ41はオフとなる。トランジスタ41のオフにより、可飽和トランス39は飽和から開放されてリンキングが発生する。このリンキングにより、第2のトランジスタ42がオンし、可飽和トランス39の第2の1次巻線39bに直流電源1の電圧が印加される。したがって、第2の駆動巻線39fに電圧が発生して、抵抗44を通して第2のトランジスタ42のベースに制御電流が流れ、第2のトランジスタ42はオンに維持される。第1の駆動巻線39eには、トランジスタ41を逆バイアスさせる方向の電流が誘起し、トランジスタ41がオフに維持される。第2の2次巻線39dには整流ダイオード40をオンさせる方向の電圧が発生して、平滑コンデンサ28を通して負荷34に電圧が供給される。

【0004】一定時間経過すると、ふたたび可飽和トランス39が飽和する。以上、前記動作の反復により、直流電源1の電圧が可飽和トランス39の巻数比に応じて変圧され、負荷34に印加される。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】図4に示すDC-DCコンバータの出力電圧は、可飽和トランス39の巻数比で決定されるため、入力電圧の変動及び負荷電流の変動に伴うラインドロップ等による出力電圧の変動を補償できず、このため、出力電圧を全く調整できない欠点があった。また、従来より他励方式コンバータでは出力電圧を調整する方法があったが、回路構造が複雑になる欠点があった。

【0006】本発明は、出力電圧を容易に調整できる自励式DC-DCコンバータを提供することを目的とする。

【0007】また、本発明は複数のスイッチング素子に流れる電流の量を均一化できる自励式DC-DCコンバータを提供することを目的とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】本発明による自励式DC-DCコンバータは、トランスの1次巻線に第1の方向の直流電圧を印加するように、前記1次巻線と直流電源との間に接続された第1のスイッチング素子と、前記トランスの1次巻線に第2の方向の直流電圧を印加するように、前記1次巻線と、直流電源との間に接続された第2のスイッチング素子と、前記トランスの2次巻線に接続された整流平滑回路とからなる自励式DC-DCコンバータにおいて、前記第1のスイッチング素子の制御端子に接続された前記トランスの第1の駆動巻線と、前記第2のスイッチング素子の制御端子に接続された前記トランスの第2の駆動巻線と、前記第1の駆動巻線に第1の抵抗を介して接続された第1のコンデンサと、前記第2の駆動巻線に第2の抵抗を介して接続された第2のコンデンサと、前記平滑回路の出力電圧のレベルに対応し

て前記第1及び第2のコンデンサの充電電流を制御し、前記第1のコンデンサが一定の充電レベルに達したときに前記第1のスイッチング素子をオフに切り替え、前記第2のコンデンサが一定の充電レベルに達したときに前記第2のスイッチング素子をオフに切り替える制御回路とを備えている。

【0009】前記制御回路は、前記第1のスイッチング素子と直列に接続された第1の電流検出手段を備え、前記第1の電流検出手段より得られた電圧を前記第1のコンデンサの電圧に重畳して得られた値が所定値に達したときに前記第1のスイッチング素子をオフに切り替える。第2のスイッチング素子と直列に接続された第2の電流検出手段を備え、前記第2の電流検出手段より得られた電圧を前記第2のコンデンサの電圧に重畳して得られた値が所定値に達したときに前記第2のスイッチング素子をオフに切り替える。

【0010】本発明の他の実施例では、トランスの1次巻線に第1の方向の直流電圧を印加するように、前記1次巻線と、直流電源に並列接続された分圧用コンデンサとの間に接続された第1のスイッチング素子と、前記トランスの1次巻線に第2の方向の直流電圧を印加するように、前記1次巻線と前記直流電源に並列接続された分圧用コンデンサとの間に接続された第2のスイッチング素子と、前記トランスの2次巻線に接続された整流平滑回路とからなる自励式DC-DCコンバータにおいて、前記第1のスイッチング素子の制御端子に接続された前記トランスの第1の駆動巻線と、前記第2のスイッチング素子の制御端子に接続された前記トランスの第2の駆動巻線と、前記第1の駆動巻線に第1の抵抗を介して接続された第1のコンデンサと、前記第2の駆動巻線に第2の抵抗を介して接続された第2のコンデンサと、前記整流平滑回路の出力電圧レベルに対応して前記第1のコンデンサの充電電流を制御し、前記第1のコンデンサが一定の充電レベルに達したときに前記第1のスイッチング素子をオフに切り替える第1の制御回路と、前記整流平滑回路の出力電圧レベルに対応して前記第2のコンデンサの充電電流を制御し、前記第2のコンデンサが一定の充電レベルに達したときに前記第2のスイッチング素子をオフに切り替える第2の電圧制御回路とが設けられる。

【0011】

【作用】前記整流平滑回路の出力電圧のレベルに対応して制御回路により前記第1及び第2のコンデンサを充電する電流の量を制御して、第1のスイッチング素子及び第2のスイッチング素子をオフに切り替えるタイミングを調整するので、自励式DC-DCコンバータの出力電圧を容易に調整できる。

【0012】また、前記第1のスイッチング素子に接続された第1の電流検出手段より得られた電圧を前記第1のコンデンサの電圧に重畳して得られた値が所定値に達

したときに、前記第1のスイッチング素子をオフに切り替えるとともに、前記第2のスイッチング素子に接続された第2の電流検出手段より得られた電圧を前記第2のコンデンサの電圧に重畳して得られた値が所定値に達したときに前記第2のスイッチング素子をオフに切り替える。このため、電流の多い方のスイッチング素子が早くオフするので、これらを流れる電流の量が均一化され、2個のスイッチング素子のオン時間のバラツキを解消することができる。

#### 【0013】

【実施例】以下、本発明による自動式DC-DCコンバータの実施例を図1～図3について説明する。これらの図面では、図4を含め同一の部分には同一の符号を付し、重複する説明を省略する。

【0014】図1は本発明による自動方式のセンタータップ型DC-DCコンバータの第1の実施例を示す回路図である。図1において、2はトランス、3と4はそれぞれ第1及び第2のスイッチング素子としてのトランジスタ、5と6は電流検出用抵抗、7と8は起動用抵抗、9と10は直流阻止用コンデンサ、11と12は充放電用抵抗、13と14は共振用コンデンサ、15と16は逆流防止用ダイオード、17と18は制御用トランジスタ、19と20は逆流防止用ダイオード、21と22は時定数用コンデンサ、23はリアクトル、24と25は整流ダイオード、26と27はコンデンサ、29と30は分圧用抵抗、31は基準電圧、32はオペアンプ、33はフォトカブラの発光ダイオード、35はフォトカブラの電源、36はフォトカブラを構成する受光トランジスタである。制御用トランジスタ17、18、分圧用抵抗29、39、基準電圧31、オペアンプ32、発光ダイオード33、電源35及び受光トランジスタ36は制御回路を構成する。

【0015】次に、図1の回路図の動作について説明する。直流電源1から起動用抵抗7、8を通してトランジスタ3、4のゲートに制御電圧が印加される。トランジスタ3が4より先にオンする場合、直流電源1の電圧がトランス2の第1の1次巻線2aに印加される。これにより、第1の駆動巻線2dに電圧が発生し、コンデンサ9を通してトランジスタ3のゲートに制御電圧が印加され、トランジスタ3はオンに維持される。第2の駆動巻線2eには、トランジスタ4を逆バイアスさせる方向の電圧が発生し、トランジスタ4はオフに維持される。また、第1の駆動巻線2dに発生した電圧により、抵抗11を通過して第1のコンデンサ21に充電電流が流れる。一定時間経過後に、第1のコンデンサ21の電圧が制御用のトランジスタ17のしきい値を超えると、トランジスタ17がオンするから、ダイオード15を通してトランジスタ3のゲート電圧がしきい値以下に低下し、トランジスタ3はオフとなる。トランジスタ3のオフによって、トランス2に前記とは逆方向のリンギング電圧が発

生して、トランジスタ4がオンする。これにより、直流電源1の電圧がトランス2の第2の1次巻線2bに印加される。また、第2の駆動巻線2eに電圧が発生して、コンデンサ10を通して、トランジスタ4のゲートに制御電圧が印加され、トランジスタ4はオンに維持される。第1の駆動巻線2dには、トランジスタ3を逆バイアスさせる方向に電圧が印加され、トランジスタ3をオフに維持する。また、第2の駆動巻線2eに発生した電圧により、抵抗12を通過して第2のコンデンサ22に充電電流が流れる。一定時間経過後に、第2のコンデンサ22の電圧が制御用のトランジスタ18のしきい値を超えると、トランジスタ18がオンするから、ダイオード16を通してトランジスタ4のゲート電圧がしきい値以下に低下し、トランジスタ4はオフとなる。以降前記動作の反復により、トランジスタ3と4が交互にオン・オフする。

【0016】トランス2の2次巻線2cには、整流ダイオード24と25とを交互にオン・オフさせる方向の電圧が発生して、リアクトル23を通してコンデンサ26と27に交互に共振電流が流れる。コンデンサ26と27の電圧の和が平滑コンデンサ28により平滑されて出力電圧となる。出力電圧は、分圧抵抗29と30により分圧されて、オペアンプ32により基準電圧31と比較される。オペアンプ32の出力はフォトカブラを構成する発光ダイオード33を通じて受光トランジスタ36を制御する。受光トランジスタ36は、第1のコンデンサ21と第2のコンデンサの充電電流の量を増加して、トランジスタ17と18のオン時点を調整する。これにより、トランジスタ3、4のオン時間を制御し、出力電圧を一定に保持することができる。

【0017】本実施例のプッシュプル型DC-DCコンバータでは、トランジスタ3と4とでオン時間が不均一になると、トランジスタ3、4に流れる電流の値が相違する。トランジスタ3と4に流れる電流の大きさは電流検出手段としての抵抗5と6によって検出する。抵抗5と6に印加された電圧はそれぞれ第1のコンデンサ21と第2のコンデンサ22に重畳される。したがって、対応するトランジスタ3、4に流れる電流の多い方のトランジスタ17と18の一方が早くオンする。即ち、電流の多い方のトランジスタ3、4が早くオフするので、これらを流れる電流の量が均一化され、2個のトランジスタ3、4のオン時間のバラツキを解消することができる。

【0018】図1に示す回路では、共振用コンデンサ13と14が各トランジスタ3、4の両端に接続されているので、トランジスタ3、4のスイッチング波形中にリアクトルLと共振コンデンサCの共振波形の一部の正弦波が現れる。これにより、大幅なスイッチングロスの低減と低ノイズ化が可能となる。

【0019】図2は、図1の回路の各部の波形を示す。

図 2 (a) はトランジスタ 3 の両端の電圧波形、図 2 (b) はトランジスタ 4 の両端の電圧波形、図 2 (c) はトランジスタ 3 を流れる電流波形、図 2 (d) はトランジスタ 4 を流れる電流波形である。

【0020】次に、本発明の第 2 の実施例を示す図 3 について説明する。図 1 と共通する部分には同一の符号を付す。図中、36 と 38 はフォトカブラの受光トランジスタ、35 と 37 はフォトカブラのバイアス用電源、45 はトランス、46 は平滑用リアクトル、33 と 48 はフォトカブラの発光ダイオード、49 と 50 は直流電源 1 の分圧用コンデンサである。

【0021】上記の構成において、トランジスタ 3、4 のうち、トランジスタ 3 が先にオンした場合、コンデンサ 49 の電圧がリアクトル 23 を通って、トランス 45 の 1 次巻線 45 a に印加される。これにより、第 1 の駆動巻線 45 b に電圧が発生し、コンデンサ 9 を通してトランジスタ 3 のゲートに制御電圧が印加されるから、トランジスタ 3 はオンに維持される。第 2 の駆動巻線 45 c は、逆バイアス方向の電圧をトランジスタ 4 のゲートに印加し、トランジスタ 4 をオフに維持する。また、第 1 の駆動巻線 45 b に発生した電圧により、抵抗 11 を通って第 1 のコンデンサ 21 に充電電流が流れる。一定時間経過後に、第 1 のコンデンサ 21 の電圧がトランジスタ 17 のしきい値以上に上昇すると、トランジスタ 17 がオンとなる。このため、ダイオード 15 を通してトランジスタ 3 のゲート電圧がしきい値以下に低下するから、トランジスタ 3 はオフとなる。トランジスタ 3 のオフによって、逆方向のリング電圧がトランス 45 に発生して、トランジスタ 4 がオンとなる。これにより、コンデンサ 50 の電圧が前記とは逆極性でリアクトル 23 を通ってトランス 45 の 1 次巻線 45 a に印加される。これにより、第 2 の駆動巻線 45 c に電圧が発生して、コンデンサ 10 を通してトランジスタ 4 のゲートに制御電圧が印加され、トランジスタ 4 がオンに維持される。第 1 の駆動巻線 45 b には、トランジスタ 3 を逆バイアスさせる方向の電圧が印加され、トランジスタ 3 はオフに維持される。また、第 2 の駆動巻線 45 c の巻線に発生した電圧により、抵抗 12 を通って第 2 のコンデンサ 22 に充電電流が流れる。一定時間経過後に、第 2 のコンデンサ 22 の電圧がトランジスタ 18 のしきい値以上に上昇するとトランジスタ 18 がオンする。したがって、ダイオード 16 を通してトランジスタ 4 のゲート電圧はしきい値以下に低下し、トランジスタ 4 はオフとなる。以降、前記動作の反復により、トランジスタ 3 と 4 が交互にオン・オフする。

【0022】トランス 45 の第 1 の 2 次巻線 45 d と第 2 の 2 次巻線 45 e には、整流ダイオード 24 と 25 とを交互にオン・オフさせる方向の電圧が発生し、平滑用リアクトル 46 と平滑コンデンサ 28 により平滑されて出力電圧となる。出力電圧は、分圧抵抗 29 と 30 によ

り分圧されて、オペアンプ 32 の基準電圧 31 と比較される。発光ダイオード 33 と受光トランジスタ 36 は第 1 のフォトカブラを構成し、発光ダイオード 48 と受光トランジスタ 38 は第 2 のフォトカブラを構成する。オペアンプ 32 の出力は、第 1 のフォトカブラを構成する発光ダイオード 33 と第 2 のフォトカブラを構成する発光ダイオード 48 に供給され、これにより、1 次側の受光トランジスタ 36 と 38 がそれぞれ制御される。第 1 のフォトカブラの受光トランジスタ 36 は、トランジスタ 17 のしきい値以上に上昇する第 1 のコンデンサ 21 の充電電流の量を増加することにより、トランジスタ 3 のオン時間を制御する。また、第 2 のフォトカブラの受光トランジスタ 38 は、トランジスタ 18 のしきい値以上に上昇する第 2 のコンデンサ 22 の充電電流を制御することにより、トランジスタ 4 のオン時間を制御する。これにより、出力電圧を一定に保持することができる。

【0023】図 1 と同様に図 3 に示す自励式ハーフブリッジ型 DC-DC コンバータでも、トランジスタ 3 と 4 のオン時間が不均一になると、トランジスタ 3、4 に流れる電流の値が相違するので、トランジスタ 3 と 4 に流れる電流の大きさを抵抗 5 と 6 によって検出する。抵抗 5 と 6 に印加された電圧はそれぞれ第 1 のコンデンサ 21 と第 2 のコンデンサ 22 に重畳される。したがって、対応するトランジスタ 3、4 に流れる電流の多い方のトランジスタ 17 と 18 の一方が早くオンする。即ち、電流の多い方のトランジスタ 3、4 が早くオフするので、これらを通る電流の量が均一化され、2 個のトランジスタ 3、4 のオン時間のバラツキを解消することができる。

【0024】図 3 に示す回路でも、図 1 の回路と同様にトランジスタ 3、4 の両端に共振用コンデンサ 13 と 14 を付けて、大幅なスイッチングロスの低減と低ノイズ化が可能となる。図 3 の回路の各部の波形は、図 2 の回路の各部の波形とほぼ同様である。

【0025】本発明の実施態様は、前記実施例に限定されず、その他の変形例が可能である。

【0026】図 1 の回路では、整流ダイオード 24 と 25 に変えてブリッジ整流回路を使用してもよい。また、センタータップ型の整流回路にしてもよい。1 次側にリアクトル 23 を設けてもよい。リアクトル 23 を複数の巻線としてもよい。リアクトル 23 の代わりに、トランスのリーケージインダクタンスを用いることができる。出力平滑回路を平滑用リアクトルを用いた LC 平滑とすることが可能である。

【0027】図 3 の回路では、平滑用リアクトル 46 を省略することが可能である。ブリッジ型又は倍電圧型の何れかに出力整流回路を変更することも可能である。リアクトル 23 を 2 次側に移すことも可能である。リアクトル 23 を複数の巻線としてもよい。

【0028】図 1 及び図 3 の実施例では第 1 のコンデン

サ 21 と第 2 のコンデンサ 22 に供給される電流の増加量を制御するように構成したが、第 1 のコンデンサ 21 と第 2 のコンデンサ 22 に供給される電流の供給量を減少するように構成することもできる。

#### 【0029】

【発明の効果】前記のように、本発明では、自励式 DC-DC コンバータにおいて出力電圧を容易に調整することができ、また、複数のスイッチング素子に流れる電流を均一化することもできる。

#### 【図面の簡単な説明】

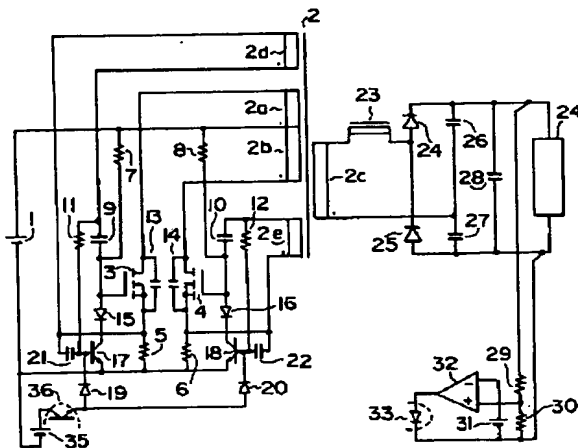
【図 1】 本発明による自励式センタータップ型 DC-DC コンバータの回路図

【図 2】 図 1 の各部の波形図

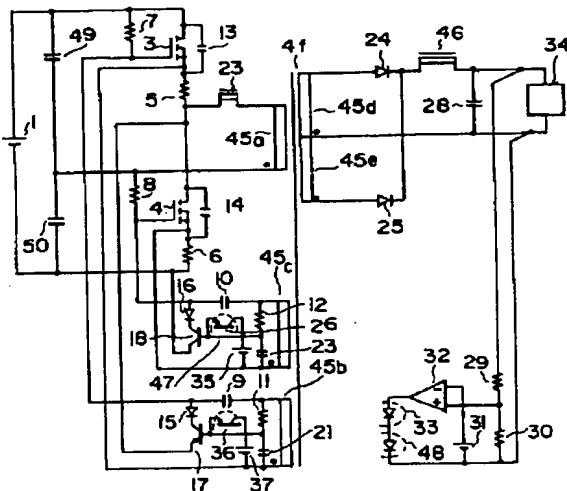
【図 3】 本発明の他の実施例を示す回路図

【図 4】 従来のプッシュプル型 DC-DC コンバータの回路図

【図 1】



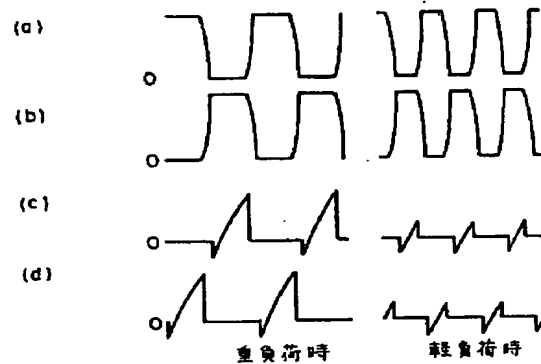
【図 3】



#### 【符号の説明】

1. . . 直流電源、 2、45. . . トランス、 2a. . . 第 1 の 1 次巻線、 2b. . . 第 2 の 1 次巻線、 2c. . . 2 次巻線、 2d. . . 第 1 の駆動巻線、 2e. . . 第 2 の駆動巻線、 3、4. . . トランジスタ (スイッチング素子)、 5、6. . . 電流検出用抵抗、 7、8. . . 起動用抵抗、 17、18. . . トランジスタ (制御回路)、 21. . . 第 1 のコンデンサ、 22. . . 第 2 のコンデンサ、 23. . . リアクトル、 24、25. . . 整流ダイオード (整流回路)、 26、27. . . コンデンサ、 29、30. . . 分圧用抵抗、 31. . . 基準電圧、 32. . . オペアンプ、 33. . . 発光ダイオード、 34. . . 負荷、 36. . . 受光トランジスタ、 45a. . . 1 次巻線、 45b. . . 第 1 の駆動巻線、 45c. . . 第 2 の駆動巻線、 45d. . . 第 1 の 2 次巻線、 45e. . . 第 2 の 2 次巻線、

【図 2】



【図 4】

